CENA 1 zł.

RADIOTECHNIK

ILUSTROWANY MIESIĘCZNIK POPULARNO-TECHNICZNY POŚWIĘCONY RADIOTECHNICE I DZIEDZINOM POKREWNYM

PISMO NIEZVLEŻNE

Rok IV

Nr 6
CZERWIEC
rok 1939

Adres Redakcji i Administracji
Warszawa 1, Złota 32 m 3
Tel. 2-05-97
Konto P. K. O. 2366

Redaktor Naczelny i Odpowiedzialny
Inż. Karol Witkowski

Wydawca
Mieczysław Kuczyński

TREŚĆ NUMERU

Inż. A. Launberg

Lampy głośnikowe serii E

Skład serii E wchodzą cztery typy lamp głośnikowych: *EL 2*, *EL 3*, *EL 5* i *EL 6*, których dane zawarte są w poniższej tabeli:

	EL 2	EL 3 (EBL 1)	EL 5	EL 6	
Napięcie żarzenia	6,3	6,3	6,3	6.3	V
Prąd żarzenia	0,2	0,9	1,35	1,3	A
Napięcie anodowe	250	250	250	250	V
Napięcie siatki osłonnej	250	250	275	250	V
Opór katodowy	500	150	175	90	om
Ujemne napięcie siatki sterującej	— 18	— 6	— 14	— 7	V
Prąd anodowy	32	36	72	72	mA
Prąd siatki osłonnej	5	4	7	8	mA
Nachylenie	2,8	9	8,5	14,5	mA/V
Oporność wewnętrzna	70.000	50.000	22.000	20.000	om
Najkorzystniejsza oporność zewnętrzna	8.000	7.000	3,500	3 500	om
Moc wyjściowa	3,6	4,5	8,8	8,2	W
Napięcie sterujące małej częstotliwości	10	4,2	9,1	4,8	V
Moc admisyjna	8	9	18	18	W

EL 5 ma nachylenie *8,5 mA/V*, a *EL 6* — *14,5 mA/V*. Dla wysterowania lampy *EL 2* niezbędna jest napięcie m. cz. *10 V*, a dla lampy *EL 3* — *4,2 V*. Typ *EL 5* zostaje wysterowany przy *9,1 V*, a typ *EL 6* — przy *4,8 V*.

Z tabeli wynika, że lampy głośnikowe serii *E* podzielić można na dwie grupy z punktu widzenia mocy admisyjnej (pobieranej przez anody z części prostowniczej odbiornika), a mianowicie:

I. Moc admisyjna *8—9 W*, Typy *EL 2* i *EL 3*.

II. Moc admisyjna *18 W*, Typy *EL 5* i *EL 6*.

Lampy każdej z grup cechują praktycznie te same wartości napięć i prądów anody i siatki osłonnej, oraz najkorzystniejszej oporności zewnętrznej. Uderzające różnice natomiast występują między lampami tej samej grupy, gdy w grę wchodzi *nachylenie i napięcie sterujące małej częstotliwości*. Nachylenie pentody *EL 2* wynosi *2,8 mA/V*, a nachylenie jej towarzyszki z grupy *EL 3* — *9 mA/V*. W grupie II lampa

Nachylenie jest barzo ważnym czynnikiem z punktu widzenia wzmocnienia, jakie pozwala uzyskać lampa w normalnych warunkach jej pracy. Większe nachylenie jest równoznaczne z większym wzmocnieniem.

Wzmocnienie lampy głośnikowej oblicza się ze wzoru:

$$A = S \cdot \frac{r R_a}{r + R_a}$$

S — nachylenie charakterystyki w A/V
r — oporność wewnętrzna w omach
R_a — najokrzystniejsza oporność zewnętrzna w omach.

Wartości S, r i R figurują w tabeli, po-

danej na początku artykułu.

Obliczmy na podstawie tego wzoru wzmocnienie pentody *EL 2*.

$$S = 2{,}8\ mA/V,\ r = 70.000\ om,$$
$$R\,a = 8000\ om.$$

$$A = \frac{2{,}8}{1000} \times \frac{70.000 \times 8.000}{78.000} = 20 \text{ razy.}$$

Postępując w taki sam sposób dla pozostałych typów, otrzymujemy następujące wartości wzmocnienia:

EL 2	EL 3	EL 5	EL 6
20	55	26	43

Z porównania liczb, zawartych w tej tabeli, wynika, że lampy *EL 3* i *EL 6* pozwalają uzyskać znacznie większe wzmocnienia, niż lampy *EL 2* i *EL 5*.

Konsekwencją dużego wzmocnienia typów *EL 3* i *EL 6* jest bardzo ważny fakt, a mianowicie:

Dla pełnego wysterowania tych lamp wystarczy znacznie mniejsze napięcie małej częstotliwości, niż dla lamp o mniejszym nachyleniu. Tak więc *EL 3* oddaje swą pełną moc wypściową *4,5 W* przy napięciu m. cz. *4,2 V* na jej siatce sterującej, podczas gdy *EL 2* daje o *20%* mniejszą moc wyjściową *(3,6 W)* przy napięciu m. cz. *10 V*. Z lampy *EL 6* można uzyskać *8,2 W* przy *4,8 V*, a z lampy *EL 5* — *8,8 W* przy *9,1 V*.

Celem porównania ze sobą wspomnianych lamp pod kątem widzenia łatwości wysterowania należy przede wszystkim sprowadzić porównywane lampy do wspólnego mianownika, tj. do tej samej mocy wyjściowej. Za punkt wyjścia posłuży fakt, że *moc wyjściowa jest proporcjonalna do kwadratu napięcie sterującego.*

Grupa I.

Ponieważ moc wyjściowa *EL 2* równa się *3,6 W*, więc obliczmy jakie napięcie sterujące odpowiada w lampie *EL 3* takiej samej mocy. W tym celu ułożymy regułę trzech:

$$4{,}2\ V - \sqrt{4{,}5\ W}$$
$$X \quad - \sqrt{3{,}6\ W}$$
$$X = 4{,}2 \sqrt{\frac{3{,}6}{4{,}5}} = 3{,}78\ V.$$

Z powyższego wynika, że tę samą moc wyjściową otrzymuje się z lampy *EL 3* przy napięciu sterującym *3,78 V*, a z lampy *EL 2* — przy napięciu *10 V*.

Do wysterowania EL 3 wystarczy zatem napięcie m. cz. przeszło 2½ raza mniejsze, niż przy typie EL 2.

Grupa II.

Postępując analogicznie dla pentod 18-watowych dochodzimy do następujących liczb:

$$9{,}1 - \sqrt{8{,}8}$$
$$X - \sqrt{8{,}2}$$
$$X = 9{,}1 \sqrt{\frac{8{,}2}{8{,}8}} = 8{,}73\ V$$

Z powyższego wynika, że tę samą moc wyjściową otrzymuje się z lampy *EL 6* przy napięciu sterującym *4,8 V*, a z lampy *EL 5* — przy napięciu *8,73 V*.

Do wysterowania EL 6 wystarczy zatem napięcie m. cz. 1,8 raza mniejsze, niż przy tpie EL 5.

Nachylenie decyduje również o czułości lampy, tj. o napięciu m. cz. na siatce sterującej niezbędnym dla uzyskania mocy wyjściowej *50 miliwatów*. Oczywiście czułość jest tym większa, im to napięcie jest mniejsze.

Wzór na czułość ma postać następującą:

$$V = \frac{1}{S}\sqrt{\frac{P}{R_a}}$$

P — oznacza moc wyjściową 50 miliwatów tj. 0,05 W

S — nachylenie w Amp/V

R — najkorzystniejsza oporność zewnętrzna w omach.

Obliczone na podstawie tego wzoru wartości czułości dla pentod głośnikowych serii *E* zawarte są w poniższej tabeli:

EL 2	EL 3	EL 5	EL 6	
0,9	0,3	0,5	0.3	Volt

Tabela wykazuje, że:

1) czułość nowszej lampy *EL 3* jest 3 razy większa niż czułość starszej lampy *EL 2*;
2) czułość nowszej lampy *EL 6* jest 1,7 razy większa, niż czułość starszej lampy *EL 5*.

Z powyższych rozważań wynika, że stopień końcowy odbiornika, zaopatrzony w lampę *EL 3*, posiada 3 razy większą czułość, dzięki czemu w wielu aparatach można zrezygnować ze wzmocnienia małej częstotliwości między diodą detekcyjną a lampą głośnikową. Można np. skonstruować 4-lampową superheterodynę z lampami *EK 2*, *EF 9*, *EAB 1* i *EL 3* względnie 3-lampową z lampami *EK 2*, *EF 9* i *EBL 1*. (Typ *EBL 1* stanowi sumę duodiody i pentody *EL 3)*. Wprawdzie czułość odbiornika jest w przybliżeniu 4 razy mniejsza, niż przy

zastosowaniu normalnego wzmacniacza m. cz., ale zato wystarczą 3 lampy.

Celem uzyskania maksymalnej mocy wyjściowej wystarcza stosunkowo słaby sygnał na siatce sterującej lampy *EL 3*, wobec czego typ ten szczególnie dobrze nadaje się do małych i tanich odbiorników. W tego rodzaju aparatach często stosuje się pentodę jako detektor siatkowy z reakcją w układzie oporowym. W tym układzie pentoda głośnikowa o małym nachyleniu jak np. *EL 2* jest daleka od pełnego wysterowania, a zatem zastosowanie tutaj typu *EL 3* jest szczególnie wskazane. Pentoda *EL 3* wydatnie podwyższa czułość takich odbiorników i pozwala uzyskać dla nich o wiele lepszą wydajność, niż normalnie.

Bardzo ważną zaletą lampy *EL 3* jest fakt, że umożliwia ona zastosowanie *ujemnego sprzężęnia zwrotnego małej częstotliwości w stopniu końcowym odbiornika.* Sprzężenie to polepsza, jak wiadomo, wierność odtwarzania, ale niestety, redukuje wzmocnienie aparatu najczęściej w stosunku *1:4*, na co nie można, oczywiście, sobie pozwolić przy pentodzie o małym nachyleniu, która z tego tytułu słabo wzmacnia.

Uwagi dotyczące lampy *EL 3* dają się zasadniczo rozciągnąć także na typ *EL 6*.

Lampa *EL 2* znajduje zastosowanie tylko w odbiornikach samochodowych, dzięki swemu małemu prądowi żarzenia.

W dalszym ciągu zajmiemy się już tylko typami *EL 3* i *EL 6*.

EL 3.

W tabeli znajdującej się na wstępie niniejszego artykułu figurują dane dla lampy *EL 3* pracującej pojedynczo. W tych warunkach uzyskuje się maksymalną moc wyjściową *4,5* W przy 10% zniekształcenia (uwaga ta dotyczy wszystkich pozostałych pentod głośnikowych). W układach przeciwsobnych z tą lampą osiąga się moc wyjściową *8,2 W* przy zniekształceniu *3,1%*

Warunki pracy 2 lamp EL 3 w układzie przeciwsobnym.

Napięcie anodowe	250	250	V
Napięcie siatki osłonej	250	265	V
Opór katodowy w każdej lampie	140	190	om
Prąd anodowy spoczynkowy	2 × 24	2 × 31	mA
Prąd nadowy przy pełnym wysterowaniu	2 × 28,5	2 × 34	mA
Prąd spoczynkowy siatki osłonnej	2 × 2,8	2 × 3,6	mA
Prąd siatki osłonnej przy pełnym wysterowaniu	2 × 4,6	2 × 5,8	mA
Najkorzystniejsza oporność zewnętrzna między anodami	10.000	10,000	om
Maks. moc wyjściowa	8,2	9	W
Zniekształcenie przy maks. mocy wyjściowej	3,1	6,8	%
Napięcie sterujące na lampę	6,7	5,6	V

Warunki pracy w układzie triody (siatka osłonna połączona z anodą).

Napięcie anodowe	250	V
Prąd anodowy	20	mA
Opór katodowy	425	om
Ujemne napięcie siatki	— 8,5	V
Spółczynnik amplifikacji	20	
Nachylenie	6,5	Am
Oporność wewnętrzna	3000	om
Najkorzystniejsza oporność zewn.	7000	om
Mom wyjściowa przy 5% zniekształcenia	1,1	W
Napięcie sterujące	5,9	V
Czułość	1,1	V

i napięciu sterującym 6,7 *V*. Napięcie siatki osłonnej wynosi wówczas *250 V*. Przy napięciu *265V* na tej siatce *i 250 V* na anodzie (przy uwzględnieniu spadku napięcia w transwormatorze wyjściowym *15 V)* moc wyjściowa równa się *9 W* przy zniekształceniu *6,8%* i napięciu sterującym *5,6 V*.

Gdy lampa *EL 3* pracuje za sprzężeniem zwrotnym, polegającym na opuszczeniu kondensatora, bocznikującego opór katodowy, uzyskuje się maksymalną moc wyjściową *4,4* W przy *6,5%* zniekształcenia i napięciu sterującym 8,8 V.Widzimy więc, że sprzężenie zwrotne pogarsza w dużym stopniu czułość lampy końcowej.

Podane wyżej warunki pracy dla lampy *EL 3* jako triody rzucają światło na zachowanie się lampy w przedwzmacniaczu układu przeciwsobnego. Stopień końcowy bywa najczęściej sprzężony transformatorowo ze stopniem poprzedzającym. Z uwagi na cenę transformatora sprzęgającego i odtwarzanie niskich tonów, pożądany jest mały opór wewnętrzny. Jako trioda posiada typ *EL 3* małą oporność wewnętrzna *3000 omów*, nachylenie *6,5 mA/V* i prąd anodowy *20 mA*, wobec czego *EL 3* dobrze się nadaje do zastosowania w przedwzmacniaczu. Celem uniknięcia szkodliwych oscylacji zaleca się połączyć siatkę osłonną nie bezpośrednio z anodą lecz poprzez opór *100 om*, niezablokowany kondensatorem. Ponadto należy stosować krótkie przewody. *EL 3* jako trioda znajduje także zastosowanie jako driver dla układów przeciwsobnych z prądem siatki.

EL 6.

Typ *EL 6* jest 18-watową pentodą o bardzo dużym nachyleniu. Zawdzięcza ona swe istnienie zapotrzebowaniu na dużą lampę głośnikową o mniej więcej tym samym napięciu sterującym, co *EL 3*. Wynika stąd zaleta, polegająca na tym, że można w ten sam sposób — z wyjątkiem części prostowniczej — projektować odbiorniki z lampami głośnikowymi o mocy admisyjnej *9* i *18 W*. Typ *EL 6* posiada niezwykle duże nachylenie *14,5 mA V*. Pozwala on uzyskać moc wyjściową *8,2 W* przy zniekształceniu 10%. Napięcie sterujące wynosi *4,8 V*, a czułość *0,3 V*.

EL 6 znajduje także zastosowanie w układach przeciwsobnych. Maksymalna moc wyjściowa wynosi wtedy *14,5 W* przy *2,2%* zniekształcenia i napięciu sterującym *7,3 V* na lampę. O ile się uwzględni spadek napięcia na transformatorze wyjściowym (15 V) moc wyjściowa osiąga *16 W* przy *1,4%* zniekształcenia i napięciu sterującym *8,5 V* na lampę, (napięcie anodowe *250 V* i napięcie siatki osłonnej *265 V)*.

Największe zniekształcenie wynosi około *3%* i występuje przy mocy wyjściowej *10 W*.

Dane dotyczące pojedynczej lampy *EL 6* figurują w tabeli na wstępie niniejszego artykułu.

Warunki pracy w układzie przeciwsobnym.

Napięcie anodowe	250	250	V
Napięcie siatki osłonej	250	265	V
Opór katodowy	90	97	om
Prąd anodowy spoczynkowy	2 × 45	2 × 45	mA
Prąd nadowy przy pełnym wysterowaniu	2 × 53	2 × 54	mA
Prąd spoczynkowy siatki osłonnej	2 × 5,1	2 × 5,1	mA
Prąd siatki osłonnej przy pełnym wysterowaniu	2 × 8,5	2 × 9,9	mA
Najkorzystniejsza oporność zewnętrzna między anodami	5000	5000	om
Moc wyjściowa	14,5	16	W
Zniekształcenie przy maks. mocy wyjściowej	2,2	1,7	%
Napięcie sterujące na lampę	7,3	8,2	V

Warunki pracy w układzie triody (siatka osłonna połączona z anodą).

Napięcie anodowe	250	V
Ujemne napięcie siatki sterującej	— 10	V
Opór katodowy	250	om
Prąd anodowy	40	mA
Spółczynnik amplifikacji	17	
Nachylenie	11,5	mA/V
Oporność wewnętrzna	1500	om
Najkorzystniejsza oporność zewnętrzna	3500	om
Moc wyjściowa przy 5% zniekształcen a	2	W
Napięcie sterujące	6,8	V
Czułość	1	V

Gdy lampa *EL 6* pracuje ze sprzężeniem zwrotnym, polegającym na opuszczeniu kondensatora, bocznikującego opór katodowy, uzyskuje się maksymalną moc wyjściową *7,5 W* przy *5%* zniekształcenia i napięciu sterującym *10 V*.

Uwagi, w sprawie lampy *EL 3* w układzie triody są w zasadzie słuszne i dla *EL 6*, zastosowanej w tymże układzie.

Na zakończenie należy skreślić kilka słów, dotyczących zarówno jednej, jak i drugiej lampy.

Maksymalne napięcie anodowe tych lamp wynosi *250 V*. Nie należy go przekraczać przy napięciu nominalnym sieci. Przy wahaniach napięcia sieci dopuszczalny jest przyrost *10%*. Gdy obciążenie zasilacza waha się wskutek automatycznej regulacji siły odbioru i wynika stąd podwyższenie napięcia, dopuszczalna jest dodatkowa tolerancja *5%*.

Ujemne napięcie siatki zarówno w klasie *A* jak i *A B* należy uzyskiwać w sposób automatyczny tj. zapomocą oporu katodowego. Półautomatyczne ujemne napięcie jest dopuszczalne, gdy prąd katodowy przekracza 50% całkowitego prądu płynącego w oporze, wytwarzającym żądane napięcie. Maksymalny opór upływowy siatki należy wówczas zredukować w stosunku:

$$\frac{\text{prąd katodowy}}{\text{całkowity prąd w oporze, dającym ujemnie napięcie siatki.}}$$

Należy jeszcze uwzględnić w tym przpadku, że prąd anodowy lamp, których wzmocnienie podlega automatycznej regulacji, wpływa na ujemne napięcie siatki lampy głośnikowej, tak że przy małym wzmocnieniu ujemne napięcie staje się zbyt małe i w ten sposób prąd anodowy lampy końcowej staje się zbyt duży.

Ze względu na duże nachylenie lamp *EL 3* i *EL 6* istnieje tendencja do szkodliwych oscylacyj. Przewody, prowadzące do elektrod, powinny być możliwie jak najkrótsze a ponadto konieczne jest włączenie oporu np. 1000 om. do przewodu siatki sterującej i 100 om do przewodu siatki osłonnej. w układach przeciwsobnych trzeba jeszcze uwzględnić następującą okoliczność. Gdy prąd anodowy spoczynkowy przekracza pewną wartość *(2×25 mA* dla *EL 3* i *2×45 mA* dla *EL 6)* należy dla każdej z dwóch lamp stosować oddzielny opór katodowy.

Inż. K. Witkowski

Praktyczne wskazówki do budowy odbiorników

(ciąg dalszy)

IV. Obwody małej częstotliwości.

W poprzednim numerze *5/39* zajmowaliśmy się projektowaniem stopnia końcowego odbiornika, obejmującego obwody lampy głośnikowej. Z kolei przejdziemy do wzmacniacza małej częstotliwości. Stopień ten wprawdzie stosuje się w odbiornikach średniej klasy nader rzadko. Aby jednak nie stworzyć tu luki w ciągłości rozpatrywania poszczególnych obwodów odbiornika, potraktujemy ten stopień równie szczegółowo jak omówiony w poprzednim numerze.

W schemacie z *rys. 1* przedstawiony został klasyczny stopień małej częstotliwości, w którym funkcję wzmacniacza spełnia część triodowa duodiody-triody. Normalne dane charakterystyczne lampy *EBC 3* są następujące:

napięcie anodowe: *Ua* — 250 V,
prąd anodowy: *Ia* — 5 mA,
uj. nap. siatkowe: *Us* — 5,5 V,
nachylenie: *S* — 2 mA/V,
opór wewnętrzny: *Rw* — 15.000 omów.

Stosownie do tego co zaznaczono na str. 134 wzmocnienie tej lampy jako triody wynosiłoby

$$k = S \,.\, Rw = 0{,}002 \,.\, 15.000 = 30.$$

Gdyby lampa ta pracowała w układzie transformatorowym, to obliczenie rzeczywistego wzmocnienia było łatwe. Bowiem po zastosowaniu prawidłowo obliczonego oporu dla uzyskania ujemnego napięcia siatkowego *(R 3* = 1100 omów w *rys. 1)* oraz transformatora o określonej oporności pozornej uzwojenia pierwotnego, możnaby z tych danych obliczyć wzmocnienie rzeczywiste ze wzoru podanego w lewej kolumnie na str. 134.

Dla lampy *EBC 3* stosuje się jednak niemal wyłącznie sprzężenie oporowe. W tym wypadku warunki pracy lampy ulegają poważnym zmianom, gdyż na sprzęgającym oporze anodowym powstają zmienne spadki napięć, wywołane zmiennym prądem anodowym tej lampy. Jednocześnie z tym zmienia się napięcie anadowe na anodzie lampy *EBC 3*, co jednocześnie powoduje zmianę nachylenia charakterystyki lampy, przy czym odchylenia te idą in minus w stosunku do podanej w danych katalogowych cyfr odnoszących się do *„statycznej”* wartości nachylenia, czyli do wartości pomierzonej przy pracy lampy bez włączonych do niej obwodów sprzęgających. Jednocześnie ze zmniejszeniem nachylenia następuje wzrost oporu wewnętrznego lampy. Ubytek nachylenia jest jednakże większy od wzrostu oporu wewnętrznego, tak, że iloczyn tych dwóch wielkości, równy współczynnikowi wzmocnienia ulega wraz z obniżeniem napięcia anodowego również zmniejszeniu.

Wzmocnienie stopnia m. cz.

Określenie wzmocnienia m. cz. możemy zrobić dwojako. Jeśli stworzymy dla lampy normalne warunki pracy, wówczas wielkość tą możemy określić poprostu ze szczegółowych danych charakterystycznych typu lampy. Jeśli jednak lampa pracować będzie w warunkach anormalnych, wówczas należy uciec się do sporządzenia dynamicznych charakterystyk typu lampy. W tym celu stosuje się układ z rys. 2. Pomiary wykonuje się dla kilku wartości oporu anodowego *Ra*, np. *0,03*, *0,05*, *0,08*, *0,1* itd., przyczym zmienia się ujemne napięcie siatkowe. Dla określonej wartości napięcia anodowego (z zasilacza) mierzy się wartość prądu anodowego odpowiadającego różnym napięciom siatkowym. Cyfry te zestawia się w tabelę dla różnych oporów anodowych:

uj. nap. siatkowe: ....., prąd anodowy .....

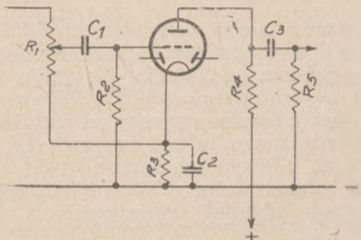
Z tych cyfr kreśli się następnie *charakterystyki robocze* lampy dla różnych oporów anodowych, odmierzając na osi poziomej ujemne napięcie siatkowe, na osi pionowej natomiast każdorazową wartość prądu anodowego. Wybierając następnie z każdej krzywej odcinek najbardziej zbliżony do prostolinijnego, wybieramy punkt pracy (przy ujemnym napięciu i prądzie anodowym nie wyższym od dopuszczalnych dla danego typu). Wreszcie odczytując z tych krzywych wartość prądu anodowego dla napięcia siatkowego o *1 V* wyższego i *1 V* niższego od napiecia punktu pracy wylicza sie *nachylenie robocze* jako różnicę prądów odpowiadaiacą różnicy napięć anodowych:

$$S = \frac{I_{a_1} - I_{a_2}}{\overline{U}_{g_2} - \overline{U}_{g_1}} \; mA/V$$

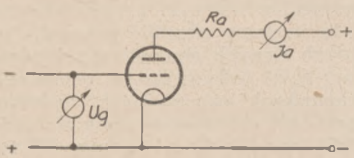
Jeśli tę wartość pomnożyć przez opór anodowy otrzymuje się wartość wzmocnienia napięciowego lampy, a więc:

$$k = S \cdot R_a$$

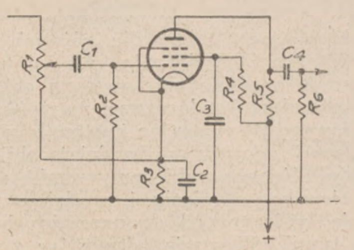
Opór anodowy R_4 *(rys. 1)* wybiera się na podstawie uprzednio zestawionej tabeli. Z porównania cyfr otrzymanych dla różnych oporów anodowych okazuje się, że wzmoc-



Rys. 1 Zasadniczy schemat stopnia m. cz. z triodą.



Rys. 2. Układ do pomiarów dla charakterystyki roboczej.



Rys. 3. Zasadniczy układ stopnia m. cz. z pentodą.

nienie napięciowe jest niemal że stałe. Ze względów na pobór prądu anodowego przez lampę wzmocniającą, oraz na wartość przydźwięku siecioweg (opór R_4, C_3 i R_5) tworzą dzielnik napięcia dla składowej zmiennej napięcia anodowego z zasilacza), należy obrać wartość stosunkowo wysoką, taką jednak aby wzmocnienie było możliwie duże.

Załóżmy dla przykładu, że dla lampy *EBC 3* wybrany został przy napięciu zasilacza *250 V* opór anodowy *0,3 mg.* Przy tej wartości oraz normalnym ujemnym napięciu siatkowym płynie prąd anodowy *0,5 mA*, co daje spadek napięcia na *Ra.*

$$U_{Ra} = I_a \cdot R_a = 0{,}0005 \cdot 300.000 = 150\ V$$

a stąd moc wydzielona na *Ra*

$$W_a = U_{Ra} \cdot I_a = 150 \cdot 0{,}0005 = 0{,}075\ V$$

dla pewności należy wybrać opór o obciążalności ok. *0,5 W.*

Wskutek włączenia (dla prądów zmiennych m .cz.) do oporu R_4 równolegle oporu R_5 należy zmniejszyć obliczoną wartość wzmocnienia napięciowego od *5* do *10%*, a więc zamiast np. cyfry *26*, otrzymanej uprzednio przyjąć ok. *25.*

W poprzednim wzorze obliczono, że dla normalnej mocy wyjściowej z lampy głośnikowej *50 mW*, napięcie sterujące na siatce lampy głośnikowej musi wynieść *0,325 V.* Wobec tego przy wzmocnieniu stopnia m. cz. wyrażonego spółczynnikiem *25*, należy doprowadzić do siatki sterującej lampy m. cz. napięcie m. cz. równe

$$0{,}325 : 25 = 0{,}013 = 13\ mV.$$

Natomiast dla pełnego wysterowania lampy głośnikowej skuteczne napięcie sterujące wynosi

$$3{,}75 : 25 = 0{,}15 = 150\ mV,$$

co daje wartość maksymalną

$$0{,}15 \cdot \sqrt{2} = 0{,}21\ V.$$

Wartość ta jest wielokrotnie mniejsza aniżeli dopuszczalna dla typu *EBC 3* wartość maksymalnej amplitudy, która mogłaby spowodować znaczniejsze zniekształcenia.

Wartość oporu katodowego R_3 *(rys. 1)* oblicza się z prawa Ohma, pomijając jako nieistotne ze względu na znikome wartości prądów diod:

$$R_3 = \frac{U_g}{I_a} = \frac{3}{0{,}0005} = 6000 \text{ omów.}$$

Obciążalność tego oporu ze wzoru

$$W_{R_3} = I_a{}^2 \cdot R_3 = 0{,}0005^2 \cdot 6000 = 0{,}0015\ W$$

przyjmuje się jako najmniejszą rynkową wartość *0,25 W.*

Kondensator katodowy C_2 obliczamy analogicznie jak dla lampy głośnikowej *(*C_2 ze str. 136 z Nr. 5/39), przyczym należy przyjąć do obliczenia wartość wypadkową z oporów R_4 i R_5 *(1 mg.)*:

$$R_z = \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} = \frac{300\,000 \cdot 1\,000\,000}{300\,000 + 1\,000\,000} = 230\,000 \text{ omów}$$

$$C_2 = \frac{k}{0{,}51 \cdot 2\pi f \cdot R_s} = \frac{25}{0{,}51 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 230000} = 0{,}68\ \mu F.$$

Stosując kondensator o większej pojemności, a w szczególności kondensator elektrolityczny (niskonapięciowy) o pojemności kilkudziesięciu mikrofaradów otrzymuje się jeszcze mniejsze osłabienie najniższych tonów.

Osłabienie najwyższych tonów ma we wzmacniaczach miejsce ze względu na to, że pomiędzy anodą, a katodą lampy m. cz. istnieje cały szereg pojemności. Jeśli przyjmiemy, że łączna wartość tych pojemności wynosi *50 pF*, to osłabienie o *1 db* z powodu tych wpływów występuje dopiero dla częstotliwości ok. *42 kc*, co oczywiście leży znacznie ponad granicą częstotliwości słyszalnych i dla tego dla nas nie jest bezpośrednio interesujące. Jeśli jednak wzmacniacz m. cz. zdradzał skłonności do oscylowania pod wpływem resztek napięć pośredniej częstotliwości nieodpowiednio odseparowanych, wówczas możnaby zjawisko to usunąć, przesuwając granicę osłabienia o *1 db*, np. do ok. *10.000 okresów*. Wówczas wartość kondensatora, jaki należy włączyć pomiędzy anodę i katodę lampy m. cz. winna wynosić ok. *250 pF*.

Mostek siatkowy C_1 — R_2. Wartość oporu R_2 powinna być ze względu na prawidłową detekcję (o czym mowa będzie w dalszych artykułach) nie mniejsza niż *1 mg* (obciążalność minimalna — *0,25 W*). Natomiast kondensator C_1 należy dla względów podobnych przy doborze kondensatora siatkowego przy lampie głośnikowej, obierać nie większy niż *10.000* do *20.000 pF*, przy czym kondensator ten pracuje na ogół bez napięcia stałego, wobec czego prawie zawsze mo~e to być typ o napięciu próbnym ok. *500 V*.

Wskazówki ogólne.

Cały ten skomplikowany tok postępowania łącznie ze zdejmowaniem charakterystyk roboczych można sobie znacznie uprościć, biorąc wartość oporu anodowego i odpowiadających mu wartości wzmocnienia i prądów z danych fabrycznych lamp. Z tego też powodu podaje się niżej liczby te dla najczęściej stosowanych typów lamp *EBC 3* i *EF 6*.

Natomiast dla zupełnie pobieżnych obliczeń można stosować regułę, że opór anodowy powinien posiadać 5 do 10-krotnie większy od normalnego oporu wewnętrznego. Nie należy stosować wartości większych, przy których prąd anodowy spadł do wartości niższej niż ⅓ prądu normalnego. Wówczas wzmocnienie maleje w stosunku do wartości nominalnej o ook. 20%, t. j. dla *EBC 3* z nominalnej cyfry 30 do ok. 24 (obliczona uprzednio wartość wynosiła 25).

Pentoda jako wzmacniacz m. cz. stosowana jest coraz częściej, bądź to jako oddzielna pentoda, bądź też w połączeniu ze wskaźnikiem strojenia *(EFM 1)*. Zasadniczo stosować tu można ten sam sposób jak dla anod, a więc dokonanie pomiarów i wykreślenie charakterystyk, albo co jest znacznie prostsze — posługiwać się danymi z zamieszczonych tabel. Zależności są tu jednak bardziej skomplikowane. Nowym czynnikiem jest prąd siatki osłonnej, wywierający duży wpływ na pracę i charakterystykę lampy. Znacznie mniejszy jest tu natomiast wpływ napięcia anodowego. Wraz z obniżeniem napięcia anodowego maleje nachylenie oraz opór wewnętrzny, natomiast wraz z obniżeniem napięcia siatki osłonnej maleje nachylenie charakterystyki, natomiast wzrasta opór wewnętrzny. W wyniku tego wzmocnienie pentody jest w znacznie większej mierze zależne od oporu anodowego, przy czym wzrost oporu anodowego pociąga za sobą wzrost wzmocnienia (ze względu na duży opór wewnętrzny lampy). Oporu anodowego nie można jednak zwiększać nadmiernie, gdyż zmniejsza się w ten sposób wysterowalność lampy. Nadto włączony równolegle do R_5 (rys. 3) opór R_3 zmniejsza wypadkową wartość oporu anodowego i wraz z tym ogólne wzmocnienie.

Opór anodowy R_5 i opór siatki osłonnej R_4 (rys. 3). Najlepiej dobrać te wartości z załączonej tabeli, obliczając obciążalność oporów. Np. z ostatniego wiersza R_1 wynosi 0,6 Megoma przy prądzie *0,2 mA* — stąd obciążalność

$$W_{R_4} = 0.0002^2 \cdot 600.000 = 0{,}024\ W.$$

Wystarczy tu zatem całkowicie opór 0,25-watowy.

Wzmocnienie napięciowe — najpewniej wartość tę odczytuje się z tabeli, jak również wartość oporu katodowego.

Kondensator blokujący opór katodowy (C_2) oblicza się analogicznie jak dla lampy *EBC 3*, choć można tu bez żadnych wyliczeń dobrać wartość z dużym zapasem np. *25 μF* lub *50 μF*, jako niskonapięciowy kondensator elektrolityczny.

Kondensator siatki osłonnej C_3 (rys. 3). Kondensator ten jest konieczny dla odsprzężenia napięcia siatki osłonnej. W takt wahań prądu anodowego lampy (składowa zmienna), zmienia się również chwilowa wartość prądu siatki osłonnej. Pociągałoby to za sobą powstawanie zmiennego spadku napięcia na R_4. Składową tą odprowadza się przez kondensator C_3. Gdyby pozostać przy zmiennym napięciu siatki osłonnej otrzymałoby się zwrotne oddziaływanie tych napięć na anodę i stąd zmniejszenie wzmocnienia. Nadto kondensator ten wraz z oporem R_4 stanowią filtr dla przydźwięku sieciowego z zasilacza, na który siatka osłonna jest *bardzo* wrażliwa.

Pojemność tego kondensatora nie należy dobierać obliczeniowo, gdyż jest to znacznie skomplikowane. Normalnie stosuje się tu *0,1* do *0,5 μF*, przyczym większe wartości dają polepszenie niskich tonów.

Kondensator blokujący anodę można dla tych samych założeń co przy *EBC 3* przyjąc tu o wartości mniejszej, a więc ok. *50 pF*.

Opór siatkowy R_2 — nie powinien być mniejszy aniżeli *1,6 Megoma*.

EBC 3 (rys. 1).

Opór anodowy R_4 Mg	Napięcie zasilacza V	Opór katodowy R_3 om	Prąd anodowy mA	Wzmocnienie napięciowe
0,2	300	4000	0,9	26
0,2	250	4000	0,75	26
0,1	300	2500	1 5	25
0,1	250	2500	1,3	25
0,05	300	2000	2,3	22
0,05	250	2000	1,8	22

EF 6 (rys. 3).

Opór anodowy 25 Mg	Napięcie zasilacza V	Opór dla siatki osłon. R_4 Mg	Opór katodowy R_3 om	Prąd anodowy mA	Prąd siatki osł. mA	Wzmocnienie napięciowe
0,3	300	0,8	4000	0,7	0,25	175
0,3	250	0,8	4000	0,6	0,20	165
0,3	200	0,6	6400	0,45	0,17	130
0,3	100	0,6	6400	0,22	0,08	105
0,2	300	0,4	3000	1.1	0,40	150
0,2	250	0,4	3000	0,9	0,35	140
0,2	200	0,4	5000	0,6	0,23	115
0,2	100	0,4	5000	0,3	0,12	100
0,1	300	0,25	1600	1,9	0,65	115
0,1	250	0,25	1600	1,6	0,30	110
0,1	200	0,2	3000	1,2	0,4	95
0,1	100	0,2	3000	0,6	0,2	85

EFM 1.

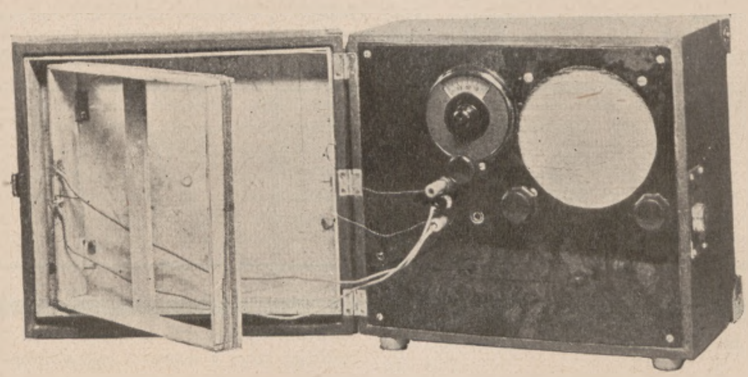
Opór anodowy Mg	Napięcie zasilacza V	Opór siatki osłonowej Mg	Ujemne napięcie siatki ster. V	Wzmocnienie napięcia
0,13	250	0,35	— 20	13
0,18	250	0,35	— 15	18
0,13	250	0,35	— 10	22
0,13	250	0,35	— 5	35
0,13	250	0,35	— 2	70

M. Kuczyński

Odbiornik wycieczkowy RT. 6333 B

Wraz z nadejściem letniego sezonu urlopowego staje się znów aktualna sprawa odbiorników przenośnych, posiadających wbudowane źródła zasilania i stanowiących wraz z wmontowaną anteną zwartą całość. Odbiornik walizkowy powinien być mały, stosunkowo lekki i wbudowany w łatwo chwytne pudło.

Powinien on umożliwiać odbiór przy pomocy wbudowanej anteny (ew. ramowej) conajmniej kilku stacji, a źródła zasilania powinny być łatwo dostępne celem wymiany. Względy te zostały wzięte pod uwagę przy opracowywaniu niżej opisanego odbiornika, dzięki czemu sądzimy, że stanowić on będzie w stosunku do już uprzednio zamieszczonych opisów z ubiegłych lat zwiększenie możliwości odbioru oraz polepszenie wydajności. Ze względu, jednak na bardzo ciasną budowę polecamy ten układ tylko bardziej zaawansowanym czytelnikom.



Układ.

Schemat ideowy odbiornika przedstawiony jest na *rys. 1.* Cewkami dla wejściowego obwodu strojonego są cewki *ARd* i *ARs*, które są jednocześnie antenami ramowymi. Pierwsza z nich załączona jest do obwodu strojonego na stałe, druga natomiast może być swym dolnym punktem odłączona od obwodów odbiornika. W ten sposób dla fal długich pracuje tylko cewka długofalowa ARd, natomiast przyłączona do górnego punktu obwodu otworka cewka *ARs* powiększa czułość odbiornika przez antenowe działanie swej masy.

Po przełączeniu odbiornika na zakres fal średnich cewka *ARs* zostaje załączona równolegle do cewki długofalowej, podczas gdy na falach krótkich cewka *ARd* pracuje znów sama tyklo jako dławik antenowy (obwód pierwszy nie dostrojony). W ten sposób można było zmniejszyć ilość kontaktów przełącznikowych tylko do jednego oraz uzyskać krótkie stosunkowo połączenia. Odbiornik wyposażony jest nadto w gniazdko antenowe *A* połączone z pierwszym obwodem poprzez kondensator C_1. Gniazdko to służy do załączenia anteny zewnętrznej przede wszystkim dla odbioru krótkofalowego, który w ten sposób można znacznie polepszyć. Odradza się natomiast od korzystania z tego gniazdka przy odbiorze fal średnich i długich, gdzie załączenie anteny spowodować może poważne rozstrojenie obwodu wejściowego i wraz z tym znaczne pogorszenie selektywności.

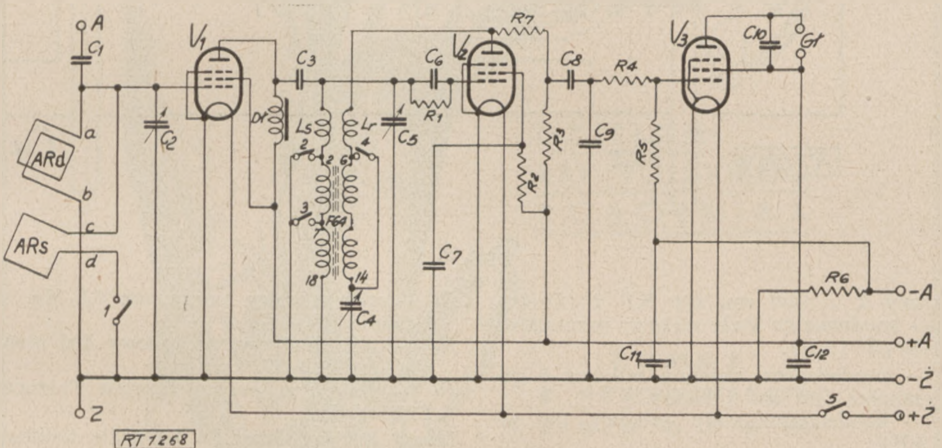
Napięcia szybkozmienne, wybrane przez pierwszy obwód doprowadzone zostają do siatki sterującej lampy V_1, która jest pentodą wielkiej częstotliwości. Wzmocnione przez nią napięcia występują na dławiku w. cz. *Dl* i doprowadzone zostają do drugiego z kolei obwodu strojonego. Obwód ten tworzy cewki siatkowe zespołu średnio i długofalowego *F64* oraz cewka krótkofalowa *Ls*. Strojenie tego obwodu odbywa się przy pomocy kondensatora C_6. Otrzymane stąd napięcie doprowadza się poprzez mo-

stek detekcyjny, utworzony z kondensatora C_6 i oporu R_1 do siatki sterującej w lampie V_2. Lampa ta jest identyczną pentodą *w. cz.* jak lampa V_1, jednak pracuje ona tu jako detektor siatkowy. Do obwodu anodowego tej lampy załączony jest obwód sprzężenia zwrotnego, składający się z cewek reakcyjnych *Lr* oraz cewek reakcyjnych zespołu *F64*. Cewki te są przełączalne i odpowiednio sprzężone cewkami siatkowymi. Na zakresie fal krótkich zwarte zostają obie cewki reakcyjne zespołu *F64*, natomiast dla fal średnich i długich wszystkie te cewki pracują w układzie szeregowym. Regulowanie stopnia reakcji odbywa się przy pomocy kondensatora reakcyjnego C_4.

Do anody lampy detekcyjnej załączony jest nadto obwód zasilacza (doprowadzenie prowadzania resztek prądów w. cz., które zdołały przejść poprzez opór R_7. Opór R_5 natomiast służy dla doprowadzenia lampie głośnikowej ujemnego napięcia siatkowego. Napięcie to uzyskuje się jako spadek napięcia, wywołany przepływem całkowitego prądu anodowego odbiornika przez opór R_6. Napięcie to odsprzęga się kondensatorem C_{11}.

Doprowadzenie do głośnika zablokowane jest dla uzyskania dobrego tonu kondensatorem C_{10}. Pełne napięcie anodowe odbiornika jest dla uniknięcia sprzężeń poprzez opór wewnętrzny baterii zablokowane pojemnością C_{12}.

Wyłączenie odbiornika uskuteczna się przez wyłączenie obwodu żarzenia lamp w czwartym położeniu przełącznika falowego.



Rys. 1.

napięcia anodowego) oraz obwody małej częstotliwości. Opór R_7 służy jako filtr dławiący dla prądów w. cz., aby nie dopuścić ich do obwodów wzmacniacza m. cz. Opór R_3 jest oporem anodowym, na którym występują zdetektorowane i wzmocnione przez lampę V_2 prądy m. cz. Opór ten połączony jest bezpośrednio z pełnym napięciem anodowym odbiornika ze względu na stosunkowo niskie napięcie anodowe, otrzymane z baterii. Siatka osłonna lampy V_2 otrzymuje napięcie zredukowane w stosunku do napięcia anodowego przy pomocy oporu R_2, odsprzężonego pojemnością C_7.

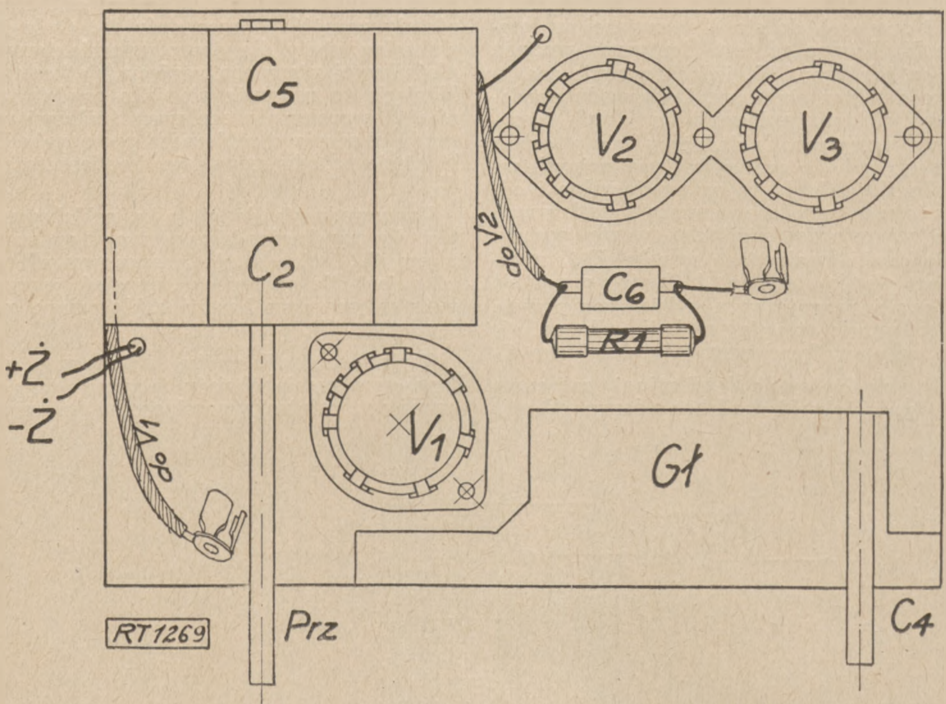
Występujące na oporze anodowym R_3 napięcie m. cz. doprowadzone zostaje poprzez kondensator C_8 oraz opór filtrujący R_4 do siatki sterującej lampy V_3, będącą pentodą głośnikową. Kondensator C_9 służy dla od-

Spis części.

Metalowa podstawa montażowa z blachy cynkowej o wymiarach 187 × 128 × 45 mm.

C_1 — kondensator stały mikowy montażowy 25 pF (AH).

C_2 i C_5 — agregat kondensatorowy powie-



Rys. 2.

trzny 2 × 450 cm, typ KP 2 (Croix).

C_3 — kondensator stały mikowy montażowy 100 pF (AH).

C_4 — kondensator zmienny mikowy o pojemności 500 cm (Wabo).

C_6 — kondensator stały mikowy 100 pF (AH).

C_7 — kondensator blokowy montażowy o pojemności 0,5 μF (AH).

C_8 — kondensator rurkowy stały 5000 cm (AH).

C_9 — kondensator rurkowy stały 100 cm (AH).

C_{11} — kondensator rurkowy stały 3000 cm (AH).

C_{11} — kondensator elektrolityczny rurkowy suchy o pojemności 25 μF, maksymalne napięcie pracy 25 V.

C_{12} — kondensator blokowy montażowy — stały o pojemności 1 μF (napięcie przebicia 750 V).

R_1 — opór masowy montażowy 1 Mg, obciążalność 0,75 W.

R_2 — opór masowy montażowy 0,2 Mg, obciążalność 0,75 W.

R_3 — opór masowy montażowy 0,1 Mg, obciążalność 0,75 W.

R_4 — opór masowy montażowy 0,05 Mg, obciążenie 0,75 W.

R_5 — opór masowy montażowy 0,8 Mg, obciążenie 0,75 W.

R_6 — opór drutowy montażowy 400 omów; obciążenie 2 W.

Dł — dławik w. cz. na rdzeniu Ferrocart F21 (AH).

Zespół krótkofalowy na karkasie trolitulowym (War-Radio) wg opisu.

Zespół średnio i długofalowy audionowy na rdzeniach Ferrocart F64 (AH).

Antena ramowa wg opisu.

Prz — Przełącznik czteropołożeniowy 2 × 6 z kontaktami (Star).

Skala mikrometryczna mała.

Płyta czołowa — o grubości 3 mm wg podanych wymiarów.

Skrzynka dyktowa wg opisu.

3 podstawki lampowe 8 kontaktowe (Arko).

2 gałki (Arko).

2 zaciski do lamp.

Lampy — V_1 — TKF4, V_2 — TKF4, V_3 — TKL4 (Tungsram).

Bateria anodowa 100 V z ogniw „gnom" (Centra).

Akumulator dwuwoltowy 24 Ag (Ergs).

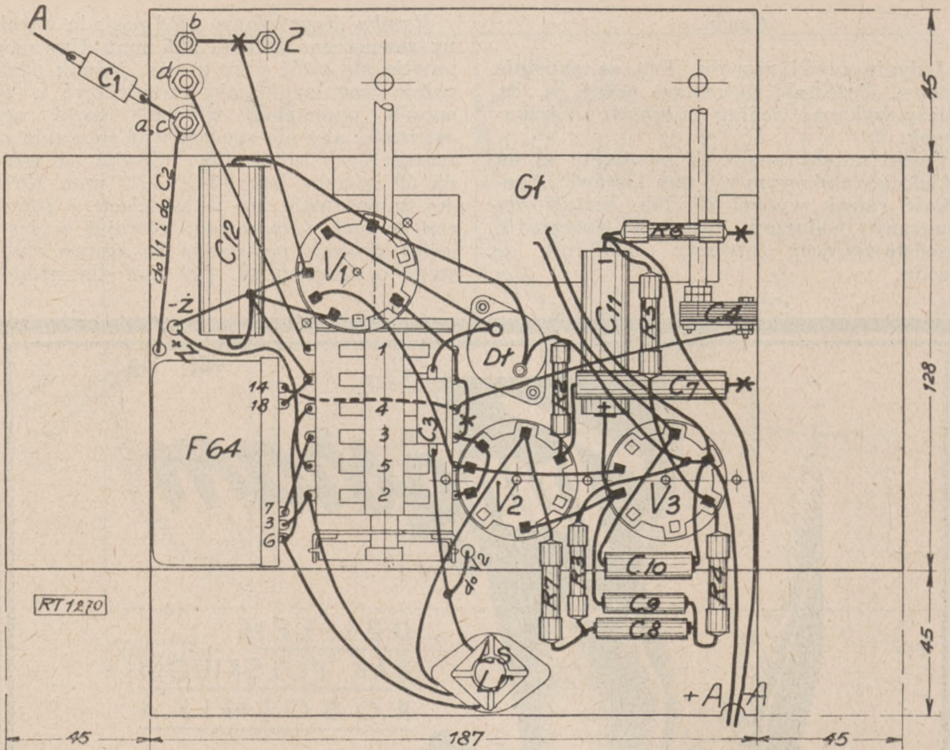
Drobny materiał montażowy. Lica 30 × × 0,07 dla nawinięcia anteny ramowej, drut montażowy, rurki izolacyjne, śrubki montażowe, gniazdka, izolowane wtyczki zwykłe i bateryjne.

Cewki.

Jedynie cewki zespołu *F64* są zupełnie gotowe. Pozostałe natomiast cewki w. cz. należy wykonać według podanych tu wskazówek.

Cewki anten ramowych nawinięte są na szkielecie ramkowym z 3 mm klejówki. Szerokość ramek wynosi 25. Ich kształt zewnętrzny widoczny jest na fotografii, przedstawiającej otwarty odbiornik z przodu.

Ramka długofalowa ARd posiada wymiary zewnętrzne 240 × 205 mm. Uzwojenie nawija się zwój przy zwoju, jednak niezupełnie regularnie, aby zmniejszyć w ten sposób pojemność własnej cewki oraz ostrożnie, aby nie spowodować zerwania poszczególnych nitek licy. Cewka ta posiada 59 zwojów licy 30 × 0,07 mm. Końce jej zamocowuje się w szkielecie i przyłącza do nich (umocowane również w szkielecie) grubsze połączenia ze sznura radiowego o długości ok. 200 mm dla połącze-



Rys. 3.

nia z gniazdkami „*a*" i „*b*" odbiornika.

*Ramka średniofalowa AR*s zbudowana jest anologicznie, lecz na ramce o wymiarach zewnętrznych 227 × 185 mm, i posiada 15 zwojów licy 30 × 0,07 mm. Wykonanie połączeń do odbiornika — analogicznie jak dla cewki *ARd.*

Cewki krótkofalowe nawinięte są na szkielecie amenitowym 4-żeberkowym „War", przy czym cewka siatkowa L_3 posiada *6½* zwoju drutem miedzianym srebrzonym o średnicy 1 mm. Skala uzwojenia — normalna dla szkieletu „*War*". Cewka reakcyjna natomiast zostaje nawinięta *11* zwojami drutu miedzianego, o średnicy *0,2 mm* oraz izolacji emaliowej i jedwabnej. W cewce reakcyjnej należy nawinąć najpierw *5½* zwoju pomiędzy zwojami cewki siatkowej, po tym zejść ¼ — zwojem do jej początku i nawinąć jeszcze *5½* zwoju.

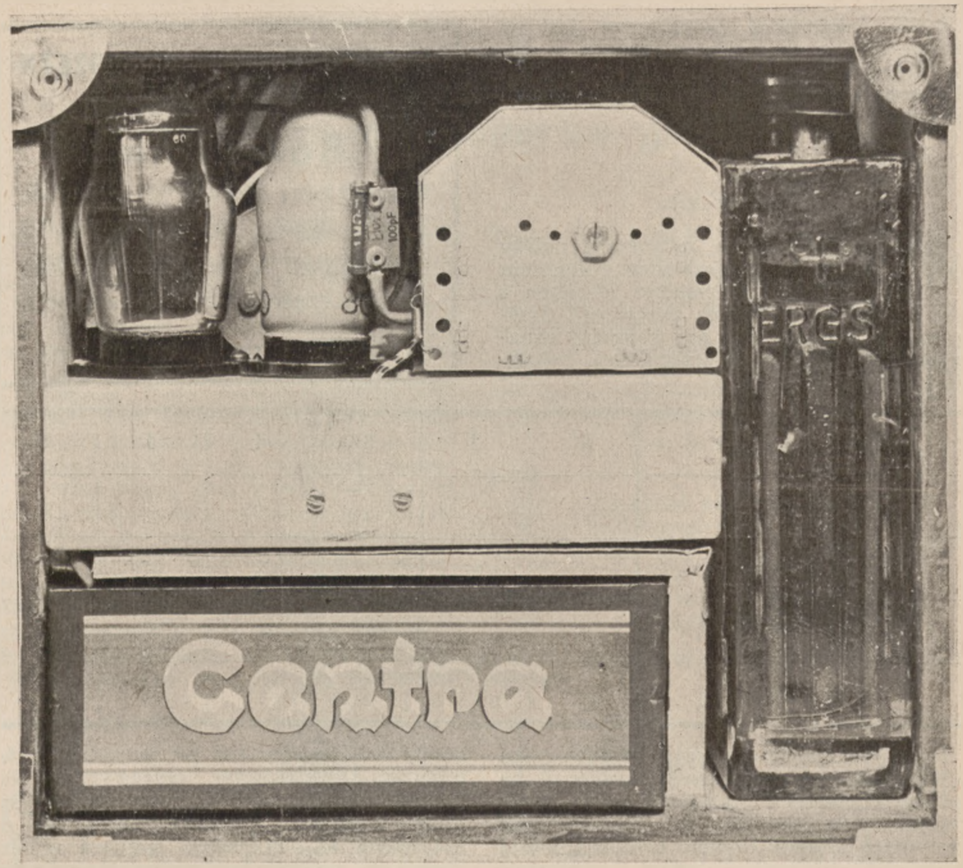
Montaż.

Skrzynka odbiornika, zawierająca chassis, głośnik i antenę ramową zbudowana jest tak aby pomieścić w niej można było jeszcze i źródła zasilania:

1) akumulator *2V/12 Ah* w naczyniu szklanym,

2) baterię anodową 100 V.

Przy zastosowaniu innych źródeł należałoby odpowiednio zmienić wymiary lub nawet konstrukcję skrzynki. Wymiary jej podano na rys. 3. Na przegrodzie spoczywa chassis odbiornika wraz z głośnikiem, pod nim bateria anodowa, natomiast z boku akumulator. Tylna ściana pudła jest zasuwana, natomiast przednia w postaci wieka służy dla umieszczenia anten oraz zakrycia gałek i gniazd. Chassis odbiornika wykonana jest z blachy żelaznej 1 mm. W górnej płaszczyźnie należy wykroić z przodu otwór dla wpuszczenia głośnika. W lewej tylnej części mieści się kon-



Rys. 4.

densator strojeniowy C_2 i C_3. Pod nim pod chassis — zespół cewkowy *F64* i przełącznik falowy. Ponad kondensatorem strojeniowym umieszczona jest podstawka dla lampy V_1, natomiast za głośnikiem podstawki dla lampy V_2 i V_3. Kondensator reakcyjny C_4 posiada specjalnie przedłużoną oś, tak, aby można było wmontować go swobodnie pomiędzy głośnikiem i podstawką lampy V_3 — jednak możliwie daleko od niej, aby uniknąć sprzężeń m. cz.

Gniazdka dla załączenia cewek antenowych umieszczone są w przepustach izolacyjnych w przedniej płaszczyźnie chassis z lewej strony (dla punktów „*a*" i „*c*" przewidziane jest jedno gniazdko) i po wsunięciu odbiornika do pudła trafiają na odpowiednie otwory w bakelitowej płycie. Jedynie gniazdko „*A*" zamontowuje się wprost w bakelicie.

Rozmieszczenie części i połączeń należy wykonać b. dokładnie i ściśle według schematów montażowych, w przeciwnym bowiem wypadku odbiornik może wykazać łatwo skłonność do oscylacji.

Cewka *ARd* umieszczona jest wprost w wieku pudła, natomiast cewka *ARs* przy pomocy zawiasów, aby podczas odbioru można było cewki te oddalać od siebie dla usunięcia wzajemnych wpływów.

Wolny kontakt w przełączniku ma być uziemiony, aby stanowił ekran dla kontaktu cewki anteny średniofalowej.

Pudło odbiornika zaopatrzone jest w rączkę dla przenoszenia, wykonaną z paska, mocowanego (podobnie jak w pudłach akumulatorowych) do bocznych ścian skrzynki.

Uruchomienie.

Przed uruchomieniem odbiornika należy jeszcze raz dokładnie sprawdzić połączenia w porównaniu ze schematem ideowym z *rys. 1.* Następnie należy zaopatrzyć przełącznik w kułaczki tak, aby kontakty oznaczone „x" były w poszczególnych położeniach zwarte:

Kontakty	1	2	3	4	5	6
Wyłączono						
Fale krótkie		×		×	×	
Fale średnie	×		×		×	
Fale długie			×		×	

Następnie należy załączyć do odbiornika źródło zasilania i ustawiamy przełącznik na jednym z zakresów następnie sprawdzamy napięcie na kontaktach żarzeniowych wszystkich 3 lamp. Dopiero wówczas można zaopatrzyć odbiornik w lampy i uruchomić go.

Prąd anodowy lampy V_3 powinien przy pełnym napięciu baterii (100 V) wynosić ok. *6 mA*.

Zestrojenie.

Zestrajanie odbiornika należy rozpocząć w zakresie fal średnich. Trimmer na kondensatorze C_2 należy możliwie wykręcić (i tak już duża pojemność cewki anteny ramowej) i ustawiwszy skalę w pobliżu Pragi I stroić rdzeń cewki średniofalowej zespołu *F64*. Maksymalną czułość należy uzyskać przez kolejne regulowanie rdzenia cewki średniofalowej w zespole *F64* oraz gałki strojeniowej. Przy pomocy oscylatora można manipulację uprościć załączając do anody kondensator *500 pF* w szereg z detektorem kryształowym i słuchawkami. Następnie należy ustawić oscylatorem sygnał Pragi I, ustawić agregat do usłyszenia najsilniejszego sygnału w słuchawkach, po czym nie zmieniając ustawienia oscylatora ani agregatu odłączyć kondensator *500 pF* i regulować rdzeniem średniofalowym zespołu *F64* do najsilniejszego odbioru. Przy tym samym włączeniu oscylatora należy przestawić go na Gliwice i ustawić agregat i wskazówkę na Gliwice oraz nie zmieniając już rdzeni średniofalowych regulować tylko trimmerami na kondensatorach C_2 i C_5.

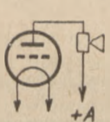
Skolei należy przejść na fale długie, gdzie stroi się tylko w 1 punkcie na Deutschlandsender. Analogicznie doprowadza się sygnał do anteny (lekkie sprzężenie przez zbliżenie drutu do uzwojenia cewki *ARd)*, ustawia skalę przy pomocy detektora i słuchawek, po czym reguluje się rdzeniem długofalowej cewki w zespole *F64* do osiągnięcia maksimum odbioru. Nie należy też w żadnym wypadku regulować cewek średniofalowych oraz trimmerów, inaczej bowiem utraci się zestrojenie na falach średnich.

Odbiornik modelowy próbowany w laboratorium Redakcji dał b. dobry odbiór stacyj lokalnych, z nastaniem zaś zmroku odbiór kilku stacyj na falach średnich i długich jak również w ciągu dnia szereg stacyj krótkofalowych.

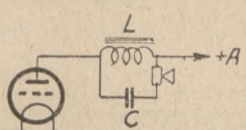
T. Konopiński

Obliczanie transformatorów głośnikowych

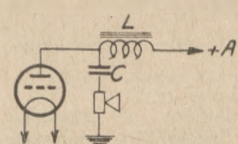
Aby otrzymać maksimum niezniekształconej mocy oddanej przez odbiornik, winien głośnik posiadać oporność wewnętrzną równą najkorzystniejszej oporności zewnętrznej lampy głośnikowej, z którą dany głośnik ma pracować. Pewne odstępstwa od tej reguły są dopuszczalne, gdyż ucho ludzkie ich nie wyczuwa. Opór wewnętrzny głośników magnetycznych stosowanych powszechnie dawniej wynosił kilka tysięcy omów, a więc był mniej więcej równy najkorzystniejszemu oporowi lampy głośnikowej. Dlatego też głośniki magnetyczne załączono wprost do odbiorników tak jak to pokazano na *Rys. 1.* Połączenie to choć najprostsze ma jednak tę wadę, że poprzez uzwojenie głośnika poza składową zmienną płynie także składowa stała prądu anodowego lampy głośnikowej. Gdy składowa ta jest niewielka głośnik prawidłowo odtwarza audycję, gdy natomiast



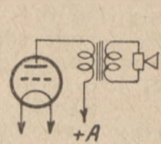
Rys. 1



Rys. 2



Rys. 3



Rys. 4

składowa stała przekroczy kilkanaście miliamperów (zależnie od typu głośnika) następuje nasycenie rdzenia w głośniku na skutek czego występują zniekształcenia w odbiorze. Aby temu zapobiec można stosować układy przedstawione na *rys. 2 i 3.* Układy te różnią się tym od układu przedstawionego na rys. 1, że poprzez uzwojenie głośnika płynie tylko składowa zmienna prądu głośnikowego, podczas gdy składowa stała płynie poprzez dławik. Aby głośnik prawidłowo odtwarzał niskie tony oporność dławika *L* winna być większa od *10 henrów.* Pojemność kondensatora „*C*" wynosi od kilkudziesięciu tysięcy *pF* do paru mikrofaradów zależnie od głośnika.

Głośniki dynamiczne, ze względu na swą budowę, posiadają cewki o oporności znacznie mniejszej od najkorzystniejszej oporności zewnętrznej lampy głośnikowej. Dlatego nie można włączać bezpośrednio głośnika do obwodu anodowego lampy głośnikowej, lecz trzeba między głośnikiem i lampą głośnikową umieścić transformator. Transformator jest bowiem tym elementem, który umożliwia właściwie dopasowanie głośnika do lampy głośnikowej.

Jak już wspomniałem najlepszy odbiór będzie wtedy gdy opór głośnika równy będzie najkorzystniejszemu oporowi zewnętrznemu lampy głośnikowej.

$$R_z = R_g \quad \text{........}a$$

gdzie

R_g — oporność głośnika.

R_z — najkorzystniejszy opór zewnętrzny lampy głośnikowej. Gdy *n* będzie przekładnią trasfomatora wtedy zależność „*a*" przekształca się na

$$R_z = n^2 R_g$$

n — przekładnia transformatora głośnikowego.

Stąd powstanie zależność na przekładnię transformatora

$$n = \sqrt{\frac{R_z}{R_g}} = \frac{N_I}{N_{II}}$$

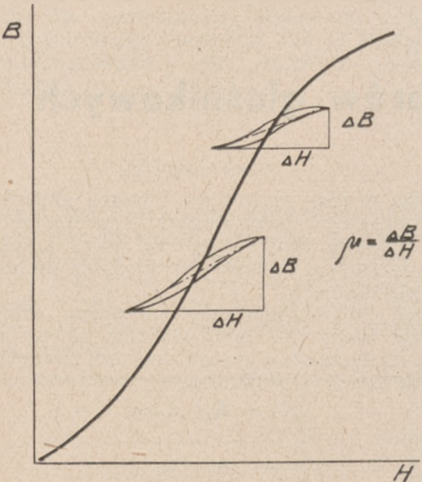
N_I — ilość zwoi w uzwojeniu pierwotnym.

N_{II} — ilość zwoi w uzwojeniu wtórnym.

Np. jeśli najkorzystniejszy opór zewnętrzny lampy głośnikowej *EL 3* — R_z — *7000 R* a opór cewki głośnikowej dla częstotliwości *1000* cykli wynosi 5 omów, wówczas przekładnia transformatora winna wynosić

$$n = \sqrt{\frac{7000}{5}} \approx 36$$

Przystępując do wykonania transformatora, trzeba znać także inne własności. A



Rys. 5

więc przede wszystkim przekrój rdzenia. Przekrój ten zależny jest od mocy. Zależność ta jest dość prosta i wyraża się wzorem

$$S = c\sqrt{P}$$

gdzie

P — moc oddawana przez transformator w Watach.

S — przekrój rdzenia w cm².

C — współczynnik zależny od gatunku blachy stosowanej na rdzeń. Dla dobrych blach c — *1,2*, dla gorszych c — *1,5*.

Naprzykład: dla mocy *9 Watt* przekrój rdzenia wynosić będzie

$$S = 1{,}5\sqrt{9} = 4\ cm^2$$

Ponieważ ze względu na straty rdzeń składa się z blach wzajemnie od siebie izolowanych przeto rzeczywiście grubość rdzenia będzie nieco większa i wynosić będzie od *10* do *15%* więcej od przekroju samego żelaza w rdzeniu S zależnie od grubości izolacji między blachami rdzenia. Naodwrót mając gotowy rdzeń można określić przekrój w nim, odejmując od rzeczywistego przekroju rdzenia *10 — 15%* zależnie od izolacji.

Następnym warunkiem określającym transformator jest jego indukcyjność. Warunkiem dobrego odtwarzania niskich tonów przez głośnik jest, by indukcyjność pierwonego uzwojenia transformatora była większa lub conajmniej równa *10 Henrów*.

$$L_1 \geqq 10\ H$$

L_1 — indukcyjność pierwotnego uzwojenia transformatora.

Najprościej jest założyć indukcyjność z góry np. *20 Henrów*.

Mając założoną indukcyjność uzwojenia pierwotnego transformatora, oraz jego wymiary można znaleźć ilość zwoi uzwojenia N_1. Nie jest to jednak łatwe, gdyż dużą rolę w tym wypadku odgrywa przenikliwość magnetyczna μ która jest zależna, nietylko od gatunku blachy użytej na transformator, lecz także od składowej stałej prądu anodowego lampy głośnikowej, a nawet od wielkości szczytowych impulsów składowej zmiennej prądu anodowego lampy głośnikowej. Pierwsza zależność a więc zależność przenikliwości μ od gatunku blachy jest o tyle prosta, że dla blach nakrzemionych przenikliwość μ jest prawie jednakowa. Co do drugiej zależności μ, to jest zależności od składowej stałej prądu anodowego lampy głośnikowej, to można ją uchwycić z pętli histerezy. *Rys. 5.* Sposób bezpośredniego obliczania zwoi jest jednak niedogodny i dlatego też przy obliczaniu ilość zwoi uzwojenia pierwotnego transformatora najdogodniej jest stosować metodę podaną przez *CR.* *)

Zależność łącząca ilość zwoi indukcyjności oraz wymiary geometryczne rdzenia przedstawiona jest na *rys. 6*. Na rysunku tym na rzędnej pionowej odmierzony jest w pewnej skali stosunek

$$\frac{L \cdot I_a^2}{V}$$

*) Journal of American Institute of Electrical Engineers 46/1937, str. 128.

gdzie
L — indukcyjność uzwojenia w Henrach
I_a — prąd andowy lampy głośnikowej w amperach.
V — objętość rdzenia żelaznego w cm^3.
Na rzędnej pionowej przedstawiony jest stosunek

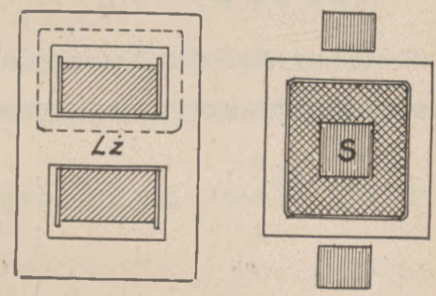
$$\frac{I_a N_1}{l_s}$$

gdzie
I_a — prąd anodowy lampy głośnikowej w amperach.
N_1 — ilość zwoi uzwojenia pierwotnego.
l_s — długość średniej lini magnetycznej w cm.

Na krzywej po środku przedstawiony jest stosunek długości średniej linii magnetycznej do szerokości szczeliny powietrznej $\frac{l_p}{l_s}$. Chcąc obliczyć ilość zwoi uzwojenia pierwotnego wystarczy indukcyjność, wyrażoną w Henrach pomnożyć przez kwadrat prądu anodowego wyrażonego w amperach, a następnie podzielić przez całkowitą objętość rdzenia. Liczbę którą się w ten sposób otrzyma należy znaleźć na osi pionowej. Następnie prowadzi się od tego punktu linię poziomą do przecięcia się z krzywą $\frac{L_i}{l_p}$. Na tej krzywej odczytuje się stosunek długości średniej linii magnetycznej do długości szczeliny powietrznej. Z punktu otrzymanego w ten sposób poprowadzić należy prostopadłą do przecięcia z rzędną poziomą na której odczytuje się stosunek prądu anodowego pomnożonego przez ilość zwoi i podzielonego przez długość średniej linii magnetycznej. Skąd łatwo jest obliczyć ilość zwoi w uzwojeniu powietrznym.

Jeśli stosunek $\frac{l_p}{L_i}$ a więc stosunek długogości szczeliny powietrznej do długości średniej linii magnetycznej w żelazie jest w rzeczywistości mniejszy niż wypada to z krzywej *Hanna*, wówczas indukcyjność pierwotnego uzwojenia transformatora będzie większa, a więc głośnik będzie lepiej odtwarzał niskie tony. Należy jednak uważać, aby indukcja w żelazie nie była zbyt wielka. Na dopasowanie głośnika do lampy głośnikowej nie ma to wpływu, gdyż dopasowanie zależne jest od przekładni transformatora. Gdyby natomiast stosunek $\frac{l_p}{l_s}$ był większy niż to wypada z krzywej Hanna, wtedy można nie osiągnąć żadnej indukcyjności.

Naprzykład jeśli objętość żelaza $V = 62{,}5\ cm^3$, a indukcyjność L_l założymy równą *20 Henrów*, wówczas przy prądzie anodowym równym $I_a = 0.036A$ (lampa *EL3)* stosunek:



Rys 7

$$\frac{L \cdot (I_a)^2}{V} = \frac{20.0{,}036^2}{62{,}5} = 4{,}15.10^{-4}$$

Dla wartości tej otrzymamy

$$\frac{l_p}{l_s} = 12.10^{-4}$$

Jeśli długość średniej linii magnetycznej w żelazie wynosi $l_s = 14{,}2\ cm$, wówczas szerokość szczeliny powietrznej wynosić będzie

$$l_p = l_s \cdot 18.10^{-4} = 14{,}2.12.10^{-4} =$$
$$= 170.10^{-4}\ cm = 0{,}17\ mm$$

Na osi poziomej odczytujemy wartość

$$\frac{I_a \cdot N_1}{l_s} = 8{,}8$$

stąd

$$N_1 = \frac{8{,}8 . l_s}{I_a} = \frac{8{,}8.14{,}2}{0{,}036} = \frac{8.8.14{,}2.1000}{36} =$$
$$= 3500\ zwoi$$

Pozostaje teraz obliczyć przekrój drutu. Wiadomym jest, że w transformatorach przyjmuje się gęstość prądu wynoszącą od *1,5—3 A/mm*, dlatego też średnica drutu będzie

$$d_1 = \sqrt{\frac{4.I_a}{\pi.\sigma}}$$

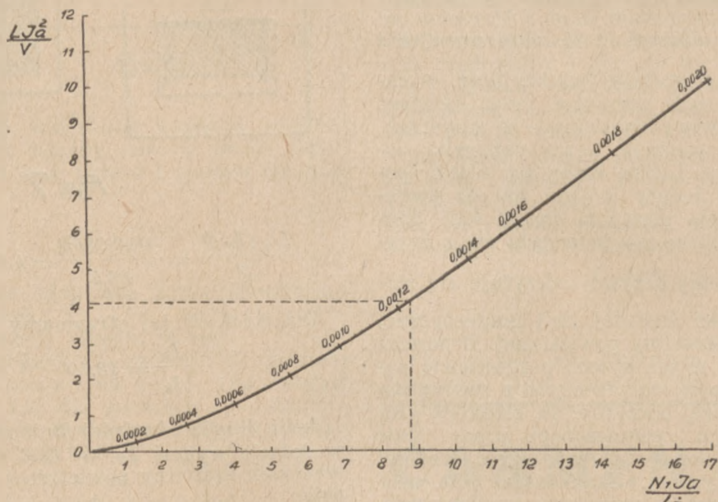
gdzie

d_1 — średnica drutu w uzwojeniu pierwotnym w mm.

σ — gęstość prądu w A/mm^2.

I_a — prąd anodowy w A.

a więc w danym wypadku zakładając $\sigma = 2\ A/mm^2$



Rys. 6

$$d_1 = \sqrt{\frac{4.0,036}{2.\pi}} = 0,152\ mm$$

Znając przedładnię transformatora, ilość zwoi uzwojenia wtórnego znajduje się przez podzielenie ilości uzwojenia pierwotnego przez przekładnię.

$$N_{II} = \frac{3500}{3,6}\ 98\ zwoi$$

średnica drutu uzwojenia wtórnego

$$d_2 = d_1 \sqrt{n}$$

gdzie
d_1 — średnica drutu uzwojenia wtórnego
stąd

$$d_2 = 0{,}152 \sqrt{36} = 0{,}91 \; mm$$

Przed przystąpieniem do nawinęcia transformatora należy wpierw sprawdzić czy się uzwojenie zmieści. Ponieważ grają tu rolę wymiary szkieletu na którym nawinięte ma być uzwojenie przeto należy wymierzyć jego wewnętrzną długość oraz wysokość krawędzi. Znając długość wewnętrzną można określić ile zwoi zmieści się w jednej warstwie. W tym celu długość szkieletu należy pomnożyć przez *0,75* (współczynnik zapełnienia) a następnie podzielić przez średnicę drutu. W podobny sposób postępuje się przy obliczaniu ilości warstw. Ilość zwoi w jednej warstwie pomnożona przez ilość warstw będzie całkowitą ilością zwoi jaką można nawinąć na szpuli.

Nawijając transformator należy starać się, aby strumień magnetyczny obejmował możliwie wszystkie zwoje zarówno uzwojenia pierwotnego jak i wtórnego.

KAŻDY odbiornik opisany w numerze bieżącym „Radiotechnika" będzie demonstrowany na żądanie P. Radioamatorów, do chwili ukazania się numeru następnego. Demonstracje odbiorników odbywają się w dniach i godzinach wyznaczonych na porady techniczne.

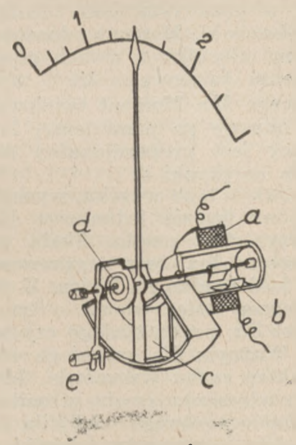
Krótkofalarstwo

Z. Stephan

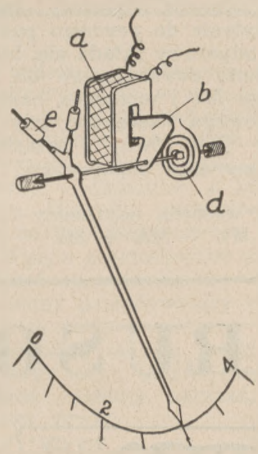
Popularne przyrządy pomiarowe

Pod tym tytułem omówimy najpopularniejsze typy przyrządów pomiarowych spotykanych w praktyce krótkofalarskiej. Oczywiście zastosowanie ich, po większej części, ma miejsce w wszelkiego rodzaju aparatach nadawczych i modulatorach. Zacznę od najprostszego miernika, jakim jest przyrząd elektromagnetyczny zwany popularnie woltomierzem lub amperomierzem z ruchowym żelazem. Tego typu przyrząd nadaje się do pomiarów prądu stałego oraz zmiennego o częstotliwości technicznej. Ogólnie mierniki elektromagnetyczne dzielą się na dwie kategorie, a więc na przyrządy z żelazem odpychanym i wciąganym. Zasada działania przyrządu z rdzeniem odpychanym jest *(Rys. 1)* jest następująca. Przez cewkę „*a*", uwidocznioną na rysunku w przekroju, przepływający prąd wytwarza wewnątrz niej pole magnetyczne.

Znajdujące się w środku cewki blaszki „*b*" z miękkiego żelaza ulegają jednoimiennemu magnesowaniu boków obok siebie leżących i zgodnie z prawem Culomba wzajemnie się od siebie odpychają.



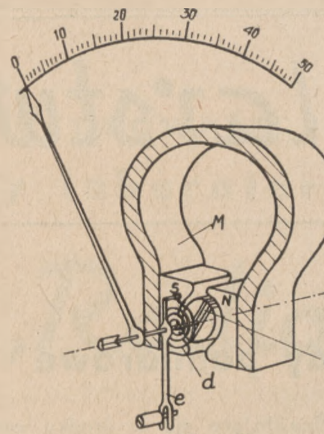
Rys 1.



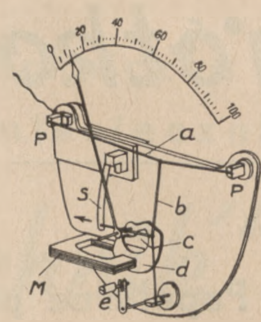
Rys. 2

Ponieważ jedna z blaszek przymocowana jest do cewki, poruszać może się tylko druga, która znajduje się na ośce. Wskutek specjalnego kształtu łożysk tarcie jest minimalne i ruch może się odbywać swobodnie.

Do tejże ośki przytwierdzona jest wskazówka z tłoczkiem tłumiącym jej drgania i jeden koniec sprężynki „*d*". Drugi koniec tej sprężynki daje się regulować przy pomocy dźwigienki, za pomocą śruby *e*, umieszczonej w łożysku na przedniej ściance miernika i posiadającej sztyft osadzony mimośrodkowy. We wszystkich przyrządach mamy dwie wielkości działające na



Rys. 3



Rys. 4

system ruchomy i określające takie lub inne położenie wskazówki. Wielkościami tymi są: moment napędowy *Mn*, powodujący odchylenie strzałki i moment odporowy ograniczający te wychylenie do pewnego punktu. Z kolei moment odporowy składa się, biorąc ogólnie: z momentu zwracającego *Mz*, momentu tarciowego *Mt* i momentu hamującego *Mh*. Równowaga następuje, gdy moment napędowy jest równy i przeciwnie skierowany do momentu odporowego.

Wyrażając to wzorem, napiszemy

$$Mn = Mt + Mh + Mz$$

Moment napędowy *Mn* w rozpatrywanym przyrządzie pochodzi od odpychania się dwuch magnesowanych blaszek żelaznych *b*. Jest ono proporcjonalny do kwadratu natężenia prądu przepływającego przez cewkę *a*, a poza tym jest funkcją odchylenia wskazówki. Moment odporowy składa się w tym mierniku z dwuch czynników tj. momentu tarciowego *Mt* i momentu zwracającego *Mz*. Moment tarciowy jest niewielki i narazie go pominiemy. Moment zwracający jest proporcjonalny do kąta skręcania sprężynki *d*.

Jak z tego wynika, wychylenie wskazówki nie będzie jednakowe dla jednakowych przyrostów prądu. Skala nie będzie proporcjonalną, lecz zagęszczoną na początku i dość rzadką na końcu. Z charakteru skali możemy więc wnosić o tym, czy przyrząd jest dla prądu stałego czy też i zmiennego.

Ważnym dla szybkiego odczytu jest charakter ruchu wskazówki. Ideałem jest, aby po włączeniu prądu strzałka ze swego położenia zerowego odchyliła się i szybko ustaliła naprzeciw działki odpowiadającej mierzonej wielkości bez zbędnych ruchów. Aby zapobiedz wahaniom wskazówki dookoła właściwej działki skali, stosujemy w miernikach tłoczki poruszające się wewnątrz cylinderków i wskutek tarcia o powietrze wprowadzających tłumienie do układu ruchomego. Na rysunku *1* tłoczek jest w postaci blaszki prostokątnej, poruszającej się w pudełeczku o odpowiednim kształcie bez ocierania o jego ścianki. Pudełeczko to jest zamknięte i posiada jedynie otwór dla umożliwienia ruchów dźwigienki utrzymującej tłoczek. Aby uniezależnić się od wpływu przeciągania ziemskiego, układ ruchomy jest zrównoważony przez odpowiednie rozmieszczenie mas. Przyrządy skalowane przy pewnym położeniu miernika dają najbar-

dziej dokładne wskazania w tym samym położeniu. Jeśli miernik jest dokładny, posiada na skali oznaczenie jak należy go ustawić, aby odczyt był poprawny. Kreską pionową oznacza się położenie pionowe przyrządu, a poziomą — poziome w czasie pomiaru.

Przejdziemy obecnie do miernika elektromagnetycznego i wciągany żelazem *(Rys. 2)*. Cewka *a*, przez którą przepływa prąd, wytwarza pole magnetyczne. Rdzeń z miękkiego żelaza *b* znajdujący się w tym polu zostaje namagnesowany w ten sposób, że biegun jego bliższy cewki będzie znaku przeciwnego do bieguna cewki od strony rdzenia. Nastąpi przyciąganie i wciąganie rdzenia do wnętrza cewki. Ponieważ rdzeń znajduje się na osi, spowoduje jej obrót i wychylenie wskazówki.

Do osi, jak poprzednio, przymocowana jest sprężynka *d* dająca moment zwracający. Ponieważ miernik z rysunku *2* nie posiada tłoczka tłumiącego drganie wskazówki, ustalenie jej następować będzie stosunkowo dłużej niż poprzednio. Ciężarki *e* służą do dokładnego wyważenia układu ruchomego. Skala, podobnie jak w przyrządzie z żelazem odpychanym, nie jest równomierna i posiada zagęszczenie w pobliżu zera. Moment napędowy zależy od położenia rdzenia *b* w stosunku do cewki *a* i jest proporcjonalny do kwadratu natężenia prądu. Mierniki elektromagnetyczne przeciążalne są na ogół dość znacznie. Wynika to z tego, że prąd przepływający przez cewkę *a* ograniczany jest jedynie wytrzymałością izolacji uzwojeń. Niemniej nagły wzrost prądu kilkakrotnie ponad wartość nominalną może spowodować uszkodzenie części ruchomej, zgięcie się wskazówki itp. Przeciążenie, jeśli nie zjawia się w sposób nagły, przyrząd wytrzymuje z łatwością do wartości *3—5* krotnej. Przyrządy elektromagnetyczne są czułe na obce pola magnetyczne i powodują uchyb wskazania jeśli pole jest dość silne. Pochodzi to stąd, że blaszki np. *b* z rysunku *1* pod wpływem obcego pola stają się magnesami i będąc tego samego znaku, wzajemnie się od siebie odpychają. Czułość przyrządu na obce pola magnetyczne daje nam pewne wytyczne co do sposobu umieszczenia mierników elektromagnetycznych w nadajniku. Muszą się więc one znajdować zdala od dużych transformatorów sieciowych, szczególnie rdzeniowych posiadających silne pole rozproszenia i dławików z rdzeniem żelaznym. nym. Mierniki omawianego typu są czułe na zmianę częstotliwości prądu zmiennego.

Wpływ częstotliwości szczególnie daje się odczuć na wskazania woltomierzy. Prąd zmienny przepływający przez cewkę waltomierza uwarunkowany jest napięciem *u*, opornością omową cewki *r*, oporu dodatkowego *R* i indykcyjnością *L*. Z prawa Ohma możemy napisać, że prąd płynący przez cewkę.

$$I = \frac{U}{Z + R}$$

Jak wiemy, od prądu uzależnione jest wychylenie wskazówki voltomierza. We wzorze, *Z* jest oporem wypadkowym, wyrażającym się wzorem:

$$Z = \sqrt{r^2 + 4\pi^2 f^2 L^2}$$

Przez *f* oznaczaliśmy częstotliwość prądu zmiennego.

Jeśli założymy, że napięcie *U*, oporności *R* i *r*, oraz indukcyjność *L* jest stała, to ze zmianą częstotliwości *f* zmieniać będzie się oporność *Z*, a więc i prąd *I*. Mianowicie ze wzrostem częstotliwości rośnie czynnik *Z*, a tym samym maleje *I*. Wychylenie dla większej częstotliwości otrzymamy mniejsze przy tym samym napięciu na voltomierzu.

Z tego wynika, iż odczyty są miarodajne jedynie przy częstotliwości technicznej *50 okresów/sekundę.*

Łatwo teraz zrozumiemy dlaczego w przyrządach elektromagnetycznych spotykamy dwie skale — dla prądu stałego i zmiennego. Poza wpływem histerezy chodzi tu właśnie o wpływ indukcyjności uzwojenia cewki. Przy prądzie stałym oporność $Z = r$ jest mniejsza niż przy prądzie zmiennym i dla tego samego napięcia otrzymamy większy prąd, a więc i wychylenie wskazówki.

Działki skali dla prądu stałego przesunięte będą w stosunku do działek skali prądu zmiennego w prawo. Przesunięcie będzie tym większe, im większy prąd będzie przepływał przez cewkę przyrządu.

Rozpatrzymy jeszcze wpływ temperatury uzwojeń mierników na wskazania. Ze wzrostem temperatury proporcjonalnie rośnie odporność uzwojenia, a więc przy stałym napięciu maleje prąd, a do kwadratu maleje wychylenie wskazówki. Dla woltomierzy, które mają znaczną ilość zwoi cienkiego drutu na cewce, wpływ temp. byłby znaczny, gdyby nie dodatkowy opornik szeregowy o znacznej oporności z drutu nie zmieniającego swej oporności ze zmianą temperatury. Zwykle opornik szeregowy nawinięty jest bifilarnie, — aby nie wprowadzać dodatkowej indukcyjności a materiał oporowy jest tych własności jak np. konstantan. Przyrządy pomiarowe skalowane są w temperaturze *20° C* i w tej temp. robione odczyty nie dają uchybu ze względu na temperaturę.

Jeśli odczyt przeprowadzony jest w temperaturze innej, w bardzo czułych i dokładnych miernikach laboratoryjnych oraz wzorcowych, wprowadzamy poprawkę na temperaturę.

Biorąc ogólnie rozróżniamy pięć klas dokładności przyrządów. Tak więc rozróżniamy przyrządy wzorcowe i laboratoryjo dokładności: *0,2%* i *0,5%*, — dalej mniej dokładne przyrządu techniczne: *1% i 1,5%* do których należą mierniki używane przez amatorów i wreszcie przyrządy tablicowe duże, najmniej dokładnie, bo *2,5%*. W dalszym ciągu przejdziemy do rozpatrzenia mierników magneto-elektrycznych z ruchomą cewką.

Wyniki Międzynarodowej Konferencji przydziału fal w Montreux

Po siedmiu tygodniach osiągnięto porozumienie

Polskie stacje radiowe otrzymają lepsze fale

Riadio jest jedną z nielicznych dziedzin życia kulturalnego i gospodarczego, gdzie współpraca międzynarodowa, mimo antagonizmów między poszczególnymi państwami nigdy nie ulega rozluźnieniu i prawdopodobnie będzie i nadal bardzo ścisła, nie mówiąc oczywiście o zdarzających się niekiedy okresach ostrych konfliktów. Dzieję się to dlatego, że fale radiowe bez żadnych przeszkód przekraczają granice i że w interesie wszystkich leży jakie takie porozumienie, by wzajemne przeszkody w nadawaniu programów radiowych nie były zbyt silne. Chodzi tu nie tylko o konflikty między stacjami różnych krajów, bowiem obok radiofonii równie doniosłą rolę odgrywa w służbie marynarki i lotnictwa, jako środek przesyłania depesz i rozmów letefonicznych na wielkiej odległości: ostatnio nowe pole zastosowania znalazło radio w telewizji, nie mówiąc już o jego znaczeniu dla wojska.

To też podstawowym zagadnieniem wymagającym uzgodnienia na płaszczyźnie międzynarodowej jest ustalenie zakresów fal, którymi mają się posługiwać poszczególne rodzaje radiokomunikacji.

Taki ramowy podział fal odbywa się zasadniczo raz na sześć lat na wielkiej konferencji światowej, gdzie ustala się normy obowiązujące radio na całej kuli ziemskiej. Ostatnia tego rodzaju konferencja odbyła się w Kairze w zeszłym roku. Radiosłuchacze nie odczuli bezpośrednio wyniku tej konferencji, dała ona bowiem jedynie ramy, w których miało nastąpić ustalenie ścisłych długości fal dla poszczególnych stacyj. Nie dyskutowano tam, czy np. stacje Warszawa I będzie pracować na 1339 m, czy na inne fale, a tylko określono granice pasa długofalowego, przyznanego dla stacyj radiofonicznych.

Dopiero na konferencjach kontynentalnych w Ameryce i Europie następuje szczegółowy podział fal ,obowiązujący wszystkie radiofonie przez następne sześciolecie.

Radiofoniczna konferencja europejska rozpoczęła się pierwszego marca 1939 w Montreux w Szwajcarii, zadanie jej było szczególnie trudne, gdyż od ostatniej konferencji w Lucernie podziału fal radiofonicznych dla Europy minęło sześć lat, w ciągu tego czasu zaś ilość stacyj radiowych bardzo wzrosła. Spowodowały to zarówno postęp techniczny i dążenie do zapewnienia słuchaczom jaknajlepszych warunków odbioru, jak i wymagania racji stanu, wystarczy tu przypomnieć powszechnie znane fakty propagandy włoskiej w języku arabskim, propagandy sowieckiej, niemieckiej itp.

To też nic dziwnego, że gdy w roku 1933 w Europie pracowało 275 rozgłośni o łącznej mocy 3260 kw, z końcem 1938 r. było ich 351 o mocy ok. 6500 kw., a wedle przewidywań B.ura Międzynarodowej Unii Radiofonicznej dalsza rozbudowa radiostacyj europejskich będzie postępować przez najbliższe kilka lat w nie zmienionym tempie.

Tymczasem ilość fal przydzielonych dla radiofonii nie ulega większym zmianom, pas radiofoniczny bowiem został zaledwie nieznacznie rozszerzony przez konferencję kairską. Mianowicie, gdy dawniej dolną granicą skali średniofalowej była fala 200 m, obecnie granicę tę obniżono do 192 metrów.

Wypadki polityczne, które rozegrały się w Europie w czasie trwania konferencji (aneksja Czechosłowacji) nie ułatwiły oczywiście i tak już trudnej sytuacji. Gdy związane z podziałem fal zagadnienia techniczne zostały uzgodnione w stosunkowo szybkim tempie, właściwy podział fal był przedmiotem długich i wytężonych obrad: starano się znaleźć rozwiązanie, które było by rozsądnym kompromisem pomiędzy przeciwnymi interesami poszczególnych radiofonii. Wreszcie po siedmiotygodniowych obradach ustalono plan podziału fal, który został podpisany przez prawie wszystkie państwa europejskie. Nie podpisały planów ze względów zasadniczych: Rosja, która jednakże

zobowiązała się do jego przestrzegania w ogólnych zarysach ,dalej Grecja, Turcja, Islandia i Luxemburg. Wynik ten chlubnie świadczy o checi uzyskania nawet drogą pewnych ustępstw porozumienia międzynarodowego i uniknięcia tak dla wszystkich szkodliwej wojny w eterze.

Nawy plan podziału fal wchodzi w życie w nocy z dn. 3 na 4 marca 1940 roku. Słuchacze odczują to jako zmianę długości fal wielu stacyj radiofonicznych, które to zmiany starano się zresztą zredukować do minimum, by słuchacze, przyzwyczajeni od lat do położenia swych ulubionych stacyj na ksali odbiornika, nie mieli trudności z ich odnalezieniem. Niewątpliwe zadowolenie wywołał fakt zmniejszenia chaosu, który zapanował w eterze w ciągu kilku ostatnich lat, na skutek intensywnej rozbudowy sieci nadawczych. Umożliwi to odbiór szeregu stacyj, które dawniej ze względu na wzajemne interferencje były bądź zupełnie nie słyszalne, bądź też odbiór ich był bardzo zniekształcony. Nie podaje tu kompletnej listy nowego podziału fal, która zostanie w ostatecznej formie ogłoszona później, zobrazujemy po krótce fale przyznane dla radiofonii polskiej.

Warszawa I pracować będzie na fali 1342 m. (223,5 kc) (s) bardzo zbliżonej do tej, na której nadaje obecnie: warunki odbioru nieco się jednak polepszą gdyż najbliżsi jej sąsiedzi na skali (Motala, Moskwa, RCZ i Luxemburg) nieco się od niej odsuną (zachowane będą odstępy 9kc/s), to znacznie zmniejszy wzajemne zakłócanie, dające się odczuć obecnie, zwłaszcza na zachodnich kresach Polski. Będące obecnie w budowie stacje w Łucku otrzyma falę 708 m (424 kc/s: jest to fala dość długa na której nie będzie pracować żadna inna stacja radiofoniczna, co da rozgłośni wołyńskiej dobrą słyszalność na znacznym obszarze. Ponieważ fale tej długości były dotychczas mało przez radiofonię używane, wiele odbiorników nie jest jeszcze przystosowanych do jej odbioru, w nowych typach odbiorników jednak odpowiednie poprawki będą już wprowadzone.

Wilno otrzyma prawie bez zmiany swą dotychczasową falę, będzie ono nadawać na 562 m(534 kc/s) na wspólnej fali w Monte Ceneri (Szwajcarii) zamiast jak dotychczas, że stacją włoską Bolzano. Zakłócenia od strony nowego „sublokatora" będą zresztą prawdopodobnie o wiele mniejsze.

Baranowicze, które pracowały dotyczczas na fali zbliżonej do wileńskiej przejdą obecnie na falę 470,1 m (652 kc/s) dzieloną z Lionem. Zasięg stacyj pozostanie praktycznie bez zmiany.

Stacja katowicka będzie miała falę 352,1 m. (853 kc/s), Lwów 330,8 m (907 kc/s,), Poznań 309,3 m (970 kc/s). Ten ostatni pracuje obecnie na wspólnej fali z silną stacją tuniską, dającą dość duże zakłócenie: po wejściu w życie nowego planu Poznań będzie się dzielił falą ze słabymi i odległymi stacjami: Marokko II, Kair II, stacja toruńska przejdzie na falę 261,0 m (1150 kc/s) przez co pozbędzie się bardzo przykrego współżycia ze stacją włoską Bologna, na zakłócenie ze strony której słuchacze często się uskarżali. Według nowego planu tę samą falę co Toruń będzie miał Madryt II i projektowana stacja na wyspie Cypr.

Stacja krakowska usadowiła się na fali 256,8 m (1168 kc/s) wspólnej z siecią stacyj południowo-francuskich. Wreszcie stacje lokalne małej mocy (obecnie Łódź i Warszawa II) których ilość ma być w ciągu przyszłego roku powiększona, otrzymały trzy falę 264,8 (1465 kc/s), 202,3 m (1483 kc/s), i 194,0 m (1546 kc/s). Ta ostatnia fala, zresztą bardzo dogodna ze względów technicznych, nie jest objęta przez obecnie znajdujące się na rynku odbiorniki, mieści się bowiem w pasie przyznanym radiofonii dopiero przez konferencję kairska, to też trzeba się liczyć z przeróbkami w odbiornikach, które zresztą nie będą zbyt kosztowne, zwłaszcza jeżeli chodzi o tańsze odbiorniki.

Konferencja w Montreux zajmowała się tylko pasami fal średnich i długich. Podział fal krótkich nie wchodzi w program prac konferencji. Narazie zatem na zakresie krótkofalowym położenie stacji na skali odbiorników nie ulegnie zmianie.

Warunki prenumeraty

PRENUMERATA (za pełne okresy kalendarzowe): kwartalne 2 zł. 70 gr.; półroczna 5 zł., roczna 9 zł. *Za pobraniem pocztowym miesięczników Administracja nie wysyla.* Wpłaty należy przesyłać na Konto czekowe P. K. O. 2366 lub pod adresem Administracji Warszawa, ulica Złota 32, m. 3. Pojedynczy numer — 1 zł., z przesyłką — 1 zł. 20 gr.

ADMINISTRACJA PISMA CZYNNA CODZIENNIE OD *9.15* DO *18.*

OGŁOSZENIA. Ceny ogłoszeń na zapytanie.

NACZELNY REDAKTOR przyjmuje w czwartki od godz. *16 — 17.*

Redakcja zastrzega sobie prawo robienia poprawek w rękopisach.
PRZEDRUK ARTYKUŁÓW WZBRONIONY. Nadesłanych rękopisów nie zwraca się.

Porady techniczne

WARUNKI UDZIELANIA PORAD

1) Redakcja będzie udzielać porad technicznych BEZPŁATNIE na trzy pytania ustnie lub listownie Za każde następne pytanie obowiązuje opłata w wysokości 25 gr. Do listu należy dołączyć znaczek pocztowy (25 gr.) na odpowiedź niezależnie od opłaty za poradę oraz jeden z właściwych kuponów (data), zamieszczonych w bieżącym numerze „Radiotechnika". Listy nieodpowiadające wymienionym warunkom pozostaną bez odpowiedzi.

2) Ustne porady będą udzielane w lokalu Redakcji, we czwartki od godziny 16 — 17. Okazanie właściwego kuponu obowiązujące. Za sprawdzenie montażu odbiornika, części, napięć i t. p. będzie pobierana opłata.

3) Do poradni „Radiotechnika" należy adresować:

„Radiotechnik", Warszawa, ulica Złota 32, m. 3.
Porady Techniczne.

UWAGA: Redakcja zastrzega sobie prawo nieudzielania odpowiedzi i zwraca nadesłaną opłatę, po potrąceniu porta. Odpowiedzi na porady listowne udzielane są w terminie dwutygodniowym.

KUPONY NA PORADY TECHNICZNE

RADIOTECHNIK Nr. 6	RADIOTECHNIK Nr. 6	RADIOTECHNIK Nr. 6	RADIOTECHNIK Nr. 6
KUPON A	**KUPON B**	**KUPON C**	**KUPON D**
na 3 pytania	na 3 pytania	na 3 pytania	na 3 pytania
Ważny do 8/VI 1939	Ważny do 15/VI 1939	Ważny do 22/VI 1939	Ważny do 30/VI 1939

Zakł. Graf. „DRUKPRASA" Sp. z o. o. Nowy-Świat 54, tel. 615-56 i 242-40.